

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta strojní
Katedra automatizační techniky a řízení

Adaptivní filtry v praxi

Adaptive filters in practice

Student:

Ondřej Zahuta

Vedoucí bakalářské práce:

prof. Ing. Jiří Tůma, CSc.

Ostrava 2018

Zadání bakalářské práce

Student:

Ondřej Zahuta

Studijní program:

B2341 Strojírenství

Studijní obor:

3902R001 Aplikovaná informatika a řízení

Téma:

Adaptivní filtry v praxi
Adaptive Filters in Practice

Jazyk vypracování:

čeština

Zásady pro vypracování:

1. Seznamte se s funkcí číslicových filtrů. Zaměřte se na filtry typu FIR.
2. Popište základní druhy adaptivní filtrů a princip jejich funkce. Zaměřte se na algoritmus LMS (Least mean squares).
3. Simulujte funkci adaptivních filtrů v prostředí Matlab a vytvořte jednoduchý experiment.
4. Zhodnoťte dosažené výsledky.

Seznam doporučené odborné literatury:

SAYED, A.H. Adaptive filters. New York: Wiley, 2008. ISBN 9780470253885 0470253886.

SAYED, Ali H. Fundamentals of adaptive filtering. New York: IEEE Press Wiley-Interscience, 2003. ISBN 0471461261 9780471461265.

Introduction to Adaptive Filters, Chapter 18. DOUGLAS, Scott C., MADISETTI, V.J. a D. WILLIAMS, ed. Digital Signal Processing Handbook [online]. Boca Raton, FL: CRC Press, 1998, s. 500 [cit. 2017-10-25]. ISBN 0849385725 9780849385728. Dostupné z:

<http://www.ece.mcmaster.ca/faculty/reilly/coe4tl4/adaptive%20filters%20Scot%20Douglas.PDF>

CHAUDHARY, Abhishek, Amit BARNAWAL, Anushree GUPTA a Deepti CHAUDHARY. Analysis of Noise Signal Cancellation using Adaptive Algorithms. International Journal of Engineering Research and General Science Volume 2, Issue 6, October - November, 2014. Syuchatar, Kalankisthan, kathmandu, Nepal: IJERGS, 2014, 2(6), 306-314. ISSN 2091 - 2730.

RANDHAWA, Navdeep Singh. An Overview of Adaptive Channel Equalization Techniques and Algorithms. International Journal of Science and Research. Syuchatar, Kalankisthan, kathmandu, Nepal: IJSR, 2014, 3(7), 647-651. ISSN 2319-7064.

TŮMA, Jiří. Signal processing [online]. Ostrava: VSB TU Ostrava, 2009 [cit. 2017-10-25]. ISBN 978-80-248-2114-6. Dostupné z: <http://homel.vsb.cz/~tum52/index.php?page=publications>

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **prof. Ing. Jiří Tůma, CSc.**

Datum zadání: 08.12.2017

Datum odevzdání: 21.05.2018



doc. Ing. Renata Wagnerová, Ph.D.
vedoucí katedry

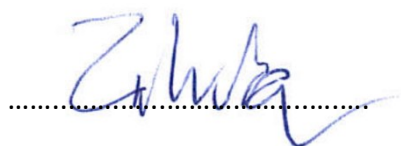


doc. Ing. Ivo Hlavatý, Ph.D.
děkan fakulty

Místopřísežné prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem celou bakalářskou práci včetně příloh vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a uvedl jsem všechny použité podklady a literaturu.

V Ostravě dne 21. května 2018

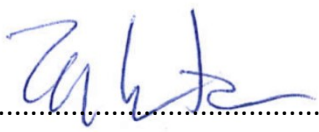


Ondřej Zahuta

Prohlašuji, že:

- jsem si vědom, že na tuto moji závěrečnou bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. Zákon o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (dále jen Autorský zákon), zejména § 35 (Užití díla v rámci občanských či náboženských obřadů nebo v rámci úředních akcí pořádaných orgány veřejné správy, v rámci školních představení a užití díla školního) a § 60 (Školní dílo),
- беру на ве́доміі, же Высoкá škola báňská – Technická univerzita Ostrava (dále jen „VŠB-TUO“) má právo užít tuto závěrečnou bakalářskou práci nekomerčně ke své vnitřní potřebě (§ 35 odst. 3 Autorského zákona),
- bude-li požadováno, jeden výtisk této bakalářské práce bude uložen u vedoucího práce,
- s VŠB-TUO, v případě zájmu z její strany, uzavřu licenční smlouvu s oprávněním užít dílo v rozsahu § 12 odst. 4 Autorského zákona,
- užít toto své dílo, nebo poskytnout licenci k jejímu využití, mohu jen se souhlasem VŠB-TUO, která je oprávněna v takovém případě ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které byly VŠB-TUO na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše),
- беру на ве́доміі, же - podle zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů - že tato bakalářská práce bude před obhajobou zveřejněna na pracovišti vedoucího práce, a v elektronické podobě uložena a po obhajobě zveřejněna v Ústřední knihovně VŠB-TUO, a to bez ohledu na výsledek její obhajoby.

V Ostravě dne 21. května 2018


.....
Podpis autora práce

Jméno a příjmení autora práce:

Ondřej Zahuta

Adresa trvalého pobytu autora práce:

Koněvova 251/26, Ostrava 713 00

ANOTACE BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

ZAHUTA, O. *Adaptivní filtry v praxi: bakalářská práce*. Ostrava: Katedra automatizační techniky a řízení, Fakulta strojní, VŠB – TU Ostrava, 2018. 53 stran. Vedoucí práce: Tůma, J.

Tato práce je zaměřena na problematiku adaptivních filtrů a jejich použití v praxi. Jsou uvedeny základní vztahy pro práci se signálem a různé další charakteristiky signálů. Dále jsou popsány základní typy analogových a číslicových filtrů. V hlavní části práce jsou popsány základy adaptivních filtrů a základní algoritmus LMS pro jejich řešení. Nakonec jsou provedeny experimenty – fyzický experiment interference hluku a antihluku a počítačově simulované experimenty funkce adaptivního filtru na různé druhy audiosignálů či bílého a růžového šumu.

Klíčová slova: filtr, adaptivní filtr, signál, IIR, FIR, LMS, ANC.

ANNOTATION OF BACHELOR THESIS

ZAHUTA, O. *Adaptive filters in practice: Bachelor Thesis*. Ostrava: Department of Control Systems and Instrumentation, Faculty of Mechanical Engineering, VŠB – TU Ostrava, 2018. 53 pages. Thesis supervisor: Tůma, J.

This project focuses on the issue of adaptive filters and their use in practice. Here are the basic relationships for signal processing and various other signal characteristics. The basic types of analog and digital filters are also described. The main part of the thesis describes the basics of adaptive filters and the basic algorithm for their LMS solution. Finally, experiments are performed - a physical experiment of noise and antinoise interference, and computer-simulated experiments of the adaptive filter function on different types of audio signals or white and pink noise.

Key words: filter, adaptive filter, signal, IIR, FIR, LMS, ANC.

Obsah

Úvod	11
1 Signály	13
1.1 Základní rozdělení signálů	13
1.2 Diskrétní signály	14
2 Frekvenční filtrace a filtry	15
2.1 Analogové filtry	15
2.2 Číslicové filtry	15
2.2.1 FIR filtry	16
2.2.2 IIR filtry	21
2.3 Frekvenčně selektivní filtry (Kmitočtově-fázové filtry)	23
3 Adaptivní filtrace	25
3.1 Metoda nejmenších čtverců (Least Mean Squares - LMS)	26
3.2 Simulace adaptivní filtrace pomocí LMS v programu Matlab	31
3.3 Adaptace koeficientů filtru	33
3.4 RLS algoritmus	35
4 Simulace filtrace šumů a audio signálů	37
4.1 Bílý šum	37
4.2 Růžový šum	38
4.3 Audio signál	39
4.3.1 Jednoduchý tón	40
4.3.2 Mluvené slovo	41
5 Experiment	43
5.1 Realizace funkčního modelu	43
5.2 Měření interference a vyhodnocení výsledků	45
6 Závěr	49
7 Seznam použité literatury	52

Seznam použitých symbolů a zkratek

a_i, b_i – koeficienty filtrů

$C(n)$ – nákladová funkce (Cost Function)

$d(n)$ – vstupní hluk v diskrétním čase

$\hat{d}(n)$ – výstup adaptivního filtru (antihluk)

$e(n)$ – odchylka v diskrétním čase

f_s – vzorkovací frekvence

\mathbf{h}_n – vektor koeficientů adaptivního filtru

$H(z)$ – obrazový přenos diskrétních systémů

$H(j\omega)$ – kmitočtový přenos

j – imaginární jednotka

p – řád filtru

s – směrodatná odchylka, komplexní proměnná u spojitých systémů

S – autospektrum

t – čas

T_s – vzorkovací perioda

$v(n)$ – šum

$\mathbf{x}(n)$ – vektor vstupního signálu v diskrétním čase

$y(n)$ – výstupní signál v diskrétním čase

z – komplexní proměnná u diskrétních systémů

δ – maximální překmit

$\varepsilon(n)$ – vypočtená odchylka dle algoritmu

λ_{max} – vlastní číslo

μ – koeficient rychlosti konvergence

ω – úhlová rychlost

ANC – Active noise control – aktivní potlačování hluku

CPB - spektrum s konstantní relativní šířkou pásem

FIR – finite impulse response - filtr s konečnou impulsní odezvou

IIR – infinite impulse response – filtr s nekonečnou impulsní odezvou

LMS – metoda nejmenších čtverců (Least Mean Squares)

PWR – výkon signálu

RLS – metoda Recursive Least Squares

RMS – střední kvadratická odchylka (Root Mean Square)

Úvod

Adaptivní filtry, jejichž problematikou se tato práce zabývá, nejsou příliš jednoduše představitelná věc. Jde o jakési algoritmy, které určují jak nastavit výstup regulátoru tak, aby při interferenci s konkrétním systémem byla výslednice nulová nebo konkrétní hodnoty.

Problematika adaptivních filtrů sahá až do první poloviny 20. století. Pozornost byla věnována tlumení vibrací a potlačování hluku antihlukem. Z důvodu složité výroby a implementace se dostává adaptivní filtrace do popředí až s příchodem moderních a výkonných počítačů, které dokážou rychle zpracovat číslicový signál.

Základní úlohou, kterou adaptivní filtry tedy řeší, je aktivní potlačování hluku. Ve velkých firmách, které se věnují např. strojímu či stavebnímu průmyslu, existuje mnoho pracovních pozic, u kterých je třeba počítat při vykonávání činnosti s nadměrnou hladinou zvuku. Lidé, kteří na těchto pozicích pracují, musí mít zvláštní vyšetření, zdali tento hluk dokáže jejich tělo vstřebat bez fyzických úhon.

V této práci se budeme zabývat právě aktivním potlačením hluku – nejdříve jen jako simulace v programu Matlab, kde zanedbáváme veškeré vnější vlivy a počítáme pouze s harmonickým hlukem ve tvaru sinusoidy. Bohužel, tento případ se v praxi často neobjevuje, většina přirozených tónů obsahuje mimo jiné i vyšší alikvotní tóny a spousta dalších zařízení vytváří zvuk, ve kterém by se nějaká harmonická složka dala velmi těžko najít.

Filtrace bude také provedena pro audio soubory různých obsahů a různé typy šumů, tj. nahodilých zvuků s parametrem určující specifickou vlastnost. Tyto šумы už se mohou reálně objevit v elektronice, kde pro odstranění těchto rušivých vlivů musíme uplatnit adaptivní filtraci.

Následně bude vytvořen fyzický experiment, ve kterém budeme ověřovat, zda aplikace na reálný svět funguje alespoň částečně. K sestavení experimentu nebude použito žádných profesionálních přípravků ani pomůcek. Tento systém by následně mohl pomáhat právě lidem, kteří jsou často vystavováni nadměrnému hluku.

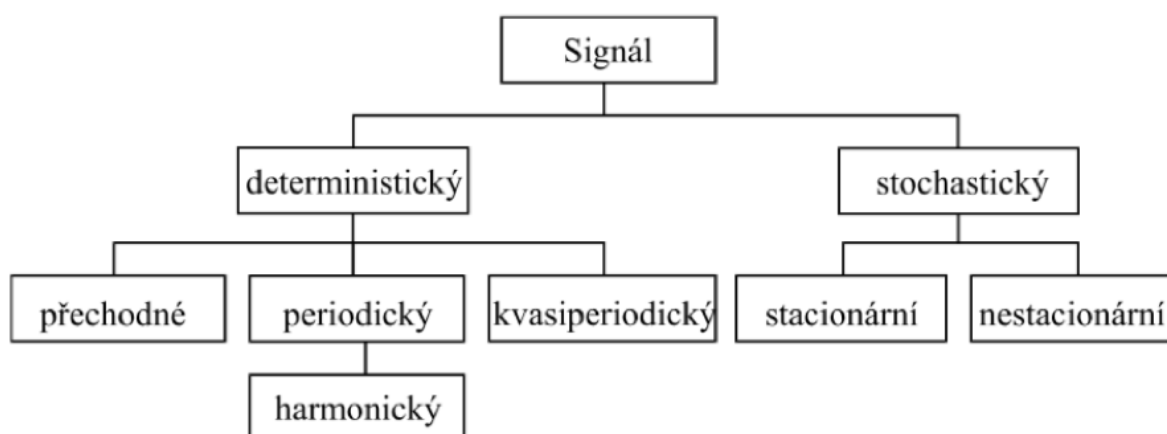
Některé aplikace této techniky si také hledají cestu do mobilních telefonů. Vyskytují se například jako nástroje pro rozpoznávání hlasu nebo eliminaci různých forem dozvuků a ozvěn. Tzv. echo rušení však můžeme nalézt i v sálech s pokročilou (aktivní) akustikou – zde kvůli zvyšování komfortu poslechu náročnějších posluchačů.

1 Signály

Signál je reprezentován funkcí v čase, která většinou obsahuje časový průběh fyzikálních veličin a jde tedy o smysluplné informace. V této práci signál zobecníme i na tzv. šum, který je náhodný, ale popisují ho statické charakteristiky, které představují specifickou informaci o signálem generovaném objektu. (1)

1.1 Základní rozdělení signálů

Základní rozdělení signálů je znázorněno na obr. 1.1. Předvídatelné signály označujeme jako deterministické. Hodnoty těchto signálů můžeme určit v jakémkoliv budoucím okamžiku. Přejídné signály jsou konečné a jsou tedy časově omezeny, naopak periodické a kvasiperiodické signály nejsou časově omezeny, rozdíl mezi nimi je pouze v násobku základní frekvence – periodické signály jsou pouze celočíselným násobkem základní frekvence. Naopak signály stochastické se jeví jako náhodné a nepředvídatelné, dále se dělí na stacionární a nestacionární.



Obr. 1.1 Klasifikace signálů podle náhodnosti jejich průběhu (1)

Ve většině reálných případů je deterministický signál smíšen se stochastickým, který je dán např.: vedením, převodníky a jinými činnými či nečinnými zařízeními vytvářející či upravující deterministický signál.

Strojní zařízení vytvářejí povětšinou periodické signály, což je dáno periodickou činností jednotlivých částí strojů.

1.2 Diskrétní signály

Diskrétní signály jsou hlavním předmětem této práce. Jednotlivé vzorky těchto signálů budou označovány jako $x(n)$ ($n = 0, 1, 2, 3, \dots$).

Střední (efektivní) hodnota N vzorků diskrétního signálu (1.1).

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(n) \quad (1.1)$$

Akustické signály, tj. časové změny akustického tlaku, mají střední hodnotu nulovou. Obecný vzorec (nejen pro akustický tlak) pro výpočet směrodatné odchylky je následující (1.2).

$$s = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} (x(n) - \bar{x})^2} \quad (1.2)$$

Střední kvadratická odchylka (RMS = Root Mean Square) se vypočte dle vzorce (1.3).

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(n)^2} \quad (1.3)$$

Protože střední hodnota je nulová je směrodatná odchylka shodná s RMS. Rozptyl signálu je dán rovnicí (1.4).

$$s^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(n)^2 - \bar{x}^2 = RMS^2 - \bar{x}^2 \quad (1.4)$$

2 Frekvenční filtrace a filtry

Filtrace je proces, při kterém filtrační systém dle daného nastavení odstraňuje ze vstupního signálu některé frekvenční složky (úprava frekvenčního spektra). Filtr musí být správně nastaven tak, aby odstraněné složky byly právě ty, které nejsou žádoucí ve výstupním signálu nebo tento signál ruší. (2)

Dále můžeme filtry dělit na analogové (filtrace spojitých signálů) a číslicové (filtrace diskrétních signálů). V bakalářské práci se budeme věnovat číslicovým filtrům, které zvládnou odfiltrovat pomocí adaptivních algoritmů nežádoucí veličiny.

Filtry mohou popisovat v časové oblasti například následující charakteristiky:

- impulsní ch. → odezva na jednotkový Diracův impuls,
- přechodová ch. → odezva na jednotkový Hevisideův skok,
- frekvenční charakteristika (odezva na budící sinusový signál).(3)

Bakalářská práce bude používat pro jednoduchost popis, který bude dále popsán pro FIR filtry, protože pro adaptivní filtraci dostačuje. Rovněž bude popsán postup, jak vypočítat frekvenční charakteristiku filtru.

2.1 Analogové filtry

Tyto filtry elektrických systémů jsou sestaveny ze základních elektrodynamických součástek – nejčastěji se používají odpory a kondenzátory, popř. cívky a operační zesilovače.

Analogové filtry mohou filtrovat různé veličiny a to:

- pasivně → filtr má stále stejné nastavení, které se v čase nemění, mohou to být např.: sluneční brýle či prachový filtr,
- aktivně → filtr může mít v čase různé nastavení, protože obsahuje operační zesilovač.

2.2 Číslicové filtry

Používají se pro filtraci diskrétních signálů, spojitý čas je tedy nahrazen aritmetickou posloupností, kdy $t = nT_s, n = 0, 1, 2, 3, \dots$, ve které T_s je vzorkovací interval. Přenosové funkce číslicového filtru získáme z přenosové funkce analogového filtru pomocí bilineární transformace. (1)

Bilineární transformace není zcela přesná, při určené frekvenci (anglicky cut-off) je odchylka od skutečného přenosu asi 3 dB. Dále číslicové filtry utlumují signál nad určitou frekvenci (dáno frekvencí vzorkování). Naopak analogové filtry nejsou nijak kmitočtově omezeny.

Pro výpočet frekvenční charakteristiky číslicového filtru provedeme substituci komplexní proměnné z : $z = e^{-j\omega T_s}$. V tomto substitučním vzorci je proměnná $\omega = 2\pi f$ dána frekvencí f .

Přenosová funkce je komplexní funkce s proměnnou f , která se mění v rozsahu od 0 do poloviny vzorkovací frekvence $f_s = 1/T_s$, což je Nyquistova frekvence $f_s/2$.

Na rozdíl od analogových filtrů mají číslicové filtry mnoho výhod, mezi které patří např.:

- mnohočetné použití – pomocí software dokážeme základní součástku naprogramovat pro použití v mnoha různých případech,
- vhodné pro použití téměř ve všech frekvenčních oblastech. Zde platí omezení, které je dáno vzorkovací frekvencí,
- jsou přesné a stabilní,
- možnost změny parametrů za běhu – adaptivní filtrace,
- stálost při změnách teplot a jiných podmínek.

Mezi nevýhody číslicové filtrace patří potřeba Č/A a A/Č převodníků pro kontakt s reálným světem a dražší a složitější výroba.

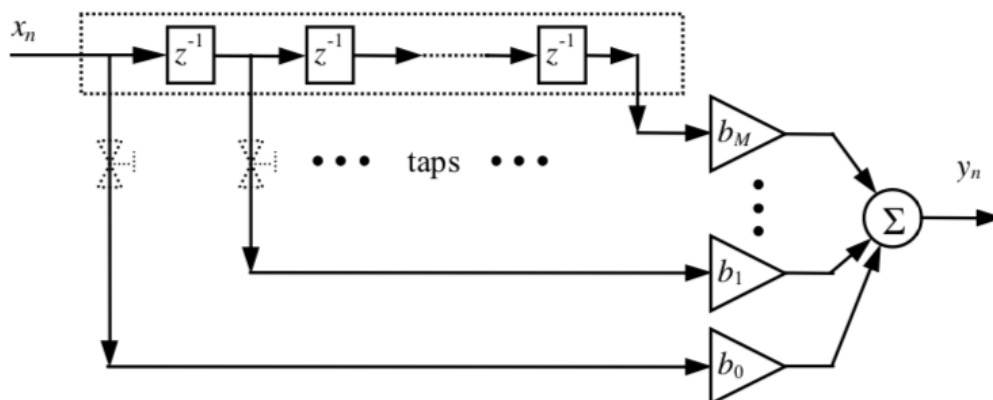
2.2.1 FIR filtry

Číslicový filtr s konečnou impulsní odezvou (FIR = finite duration impuls response). Filtry tohoto typu neobsahují žádnou zpětnou vazbu. Impulsní charakteristika má M hodnot pro filtr řádu M , to znamená, že má konečný počet hodnot. Bez výjimky jsou FIR filtry stabilní, protože přenosová funkce má M -násobný pól v nule. Vstupní signál je zpožděn o $\frac{M-1}{2}$ vzorků. (4)

Obecná struktura FIR filtru

První prototyp FIR filtru byl sestaven ve 40. letech 19. století, na obr. 2.1 můžeme vidět jeho strukturu.

Oblast ohraničená tečkami se nazývá zpožďovací linka (tzv. buffer), na které jsou umístěny odběry (tzv. taps) signálů – počet $taps = M+1$. Pomocí lineární kombinace z těchto odběrů je vytvořen výstupní signál filtru. (1)



Obr. 2.1 Obecná struktura FIR filtru (1)

Matematický model FIR filtru

Výstupní vzorky filtru stupně M se vypočítají podle rovnice (2.1).

$$y(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1) + \dots + b_Mx(n-M) \quad (2.1)$$

Přenosová funkce filtru (Z-transformace) je zapsána rovnicí (2.2).

$$H(z) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_{M-1}z^{-M+1} + b_Mz^{-M} \quad (2.2)$$

FIR filtry nemají zpětnou vazbu, a proto nemohou být nestabilní.

Frekvenční charakteristika

Provedeme substituci: $z = e^{-j\omega T_s}$. Po vytknutí $e^{-\frac{j\omega T_s M}{2}}$ a po úpravách dostáváme rovnici:

$$H(j\omega) = e^{-\frac{j\omega T_s M}{2}} (b_0 e^{-\frac{j\omega T_s M}{2}} + b_M e^{-\frac{j\omega T_s M}{2}} + b_1 e^{-\frac{j\omega T_s M}{2-1}} + b_{M-1} e^{-\frac{j\omega T_s M}{2-1}} + \dots) \quad (2.3)$$

Hlavním záměrem úprav rovnice je reálná nebo ryze imaginární hodnota výrazu uvedeného v závorce. Pokud platí, že $b_0 = b_M, b_1 = b_{M-1}, \dots$; jedná se o sudou symetrii. Pokud naopak platí, že $b_0 = -b_M, b_1 = -b_{M-1}, \dots$; jedná se o lichou symetrii. V takovýchto případech je možné výrazy v závorkách převést na funkce sinus či kosinus.

Po vyjádření $\sin(\alpha)$ či $\cos(\alpha)$ z Eulerovy rovnice pro souvislost mezi geometrickým a exponenciálním tvarem komplexního čísla vyplývá, že sudá symetrie je tvořena výrazem v závorce, jehož hodnota je reálná (2.4).

$$H(j\omega) = e^{-\frac{j\omega T_s M}{2}} * \left(\frac{b_0 \cos\left(\frac{\omega T_s M}{2}\right)}{2} + \frac{b_1 \cos\left(\frac{\omega T_s M}{2-1}\right)}{2} + \dots \right) \quad (2.4)$$

Lichá symetrie je tvořena ryze imaginárním výrazem (2.5).

$$H(j\omega) = e^{-j\left(\frac{\omega T_s M}{2} + \frac{\pi}{2}\right)} * \left(\frac{b_0 \sin\left(\frac{\omega T_s M}{2}\right)}{2} + \frac{b_1 \sin\left(\frac{\omega T_s M}{2-1}\right)}{2} + \dots \right) \quad (2.5)$$

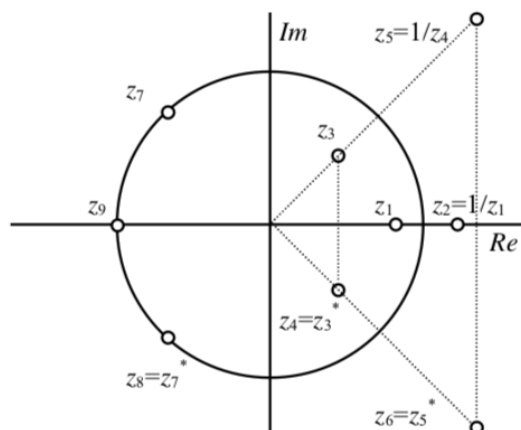
Pokud je řád M lichý, je počet koeficientů (taps) sudý a není vyloučena jakákoliv úprava. Pokud je řád M sudý, tak počet taps (koeficientů) je lichý a musí se vyřešit problém s prostřední hodnotou. Jde o koeficient $\frac{b_M}{2}$, který musí být nulový.

Některé FIR filtry se nehodí jako dolní propust, protože pro lichou symetrii je jedna nula pro $z_1 = 1$, tj. nulovou frekvenci. Předem určený je u těchto filtrů taktéž přenos pro nulovou frekvenci a Nyquistovu frekvenci, v tab. 1. pro jednotlivé typy filtrů.

Tab. 1 Typy filtrů FIR (1)

Typ filtru	Řád filtru M	Symetrie koeficientů	$H(0)$	$H(f_s/2)$
Typ 1	Sudý	Sudá	Libovolný	Libovolný
Typ 2	Lichý	Sudá	Libovolný	$H(f_s/2) = 0$
Typ 3	Sudý	Lichá	$H(0) = 0$	$H(f_s/2) = 0$
Typ 4	Lichý	Lichá	$H(0) = 0$	libovolný

Nuly přenosu nacházející se na jednotkové kružnici zajišťují nulový frekvenční přenos filtru, tj. nepropustné pásmo.



Obr. 2.2 Příklad rozložení nul na jednotkové kružnici (1)

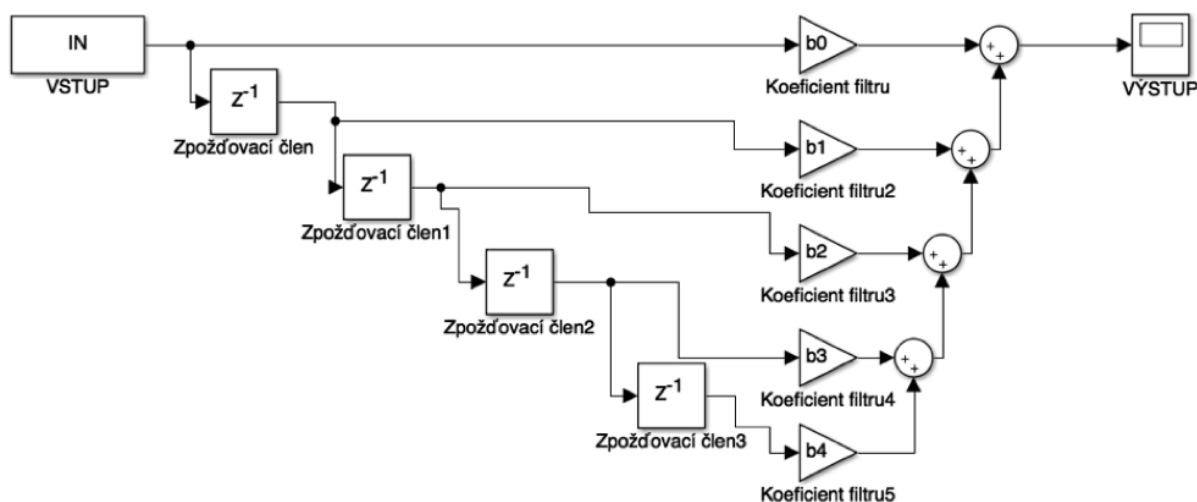
Příklad výpočtu frekvenční charakteristiky FIR filtrů

Ukázkový výpočet bude proveden pro filtr čtvrtého řádu s přenosem $H(z)$ (2.6).

$$H(z) = 3 + 2z^{-1} + z^{-2} + 2z^{-3} + 3z^{-4} \quad (2.6)$$

Dle tohoto přenosu můžeme určit, že jde o filtr se sudou symetrií. Řád filtru je lichý a podle tab. 1 můžeme určit některé z jeho základních vlastností.

Na obr. 2.3 vidíme schéma vnitřní struktury filtru.



Obr. 2.3 Blokové schéma FIR filtru čtvrtého řádu

Příkazem `linspace` v Matlabu definujeme vektor ω (značíme W), který bude obsahovat 100 rovnoměrně rozložených hodnot v rozmezí od 0 do $2\pi \cdot 100$.

```
>> W=linspace(0, 2*pi*100)
```

Pro výpočty s použitím logaritmické osy lze v Matlabu využít funkci `logspace`, která vytvoří vektor s logaritmickým rozložením.

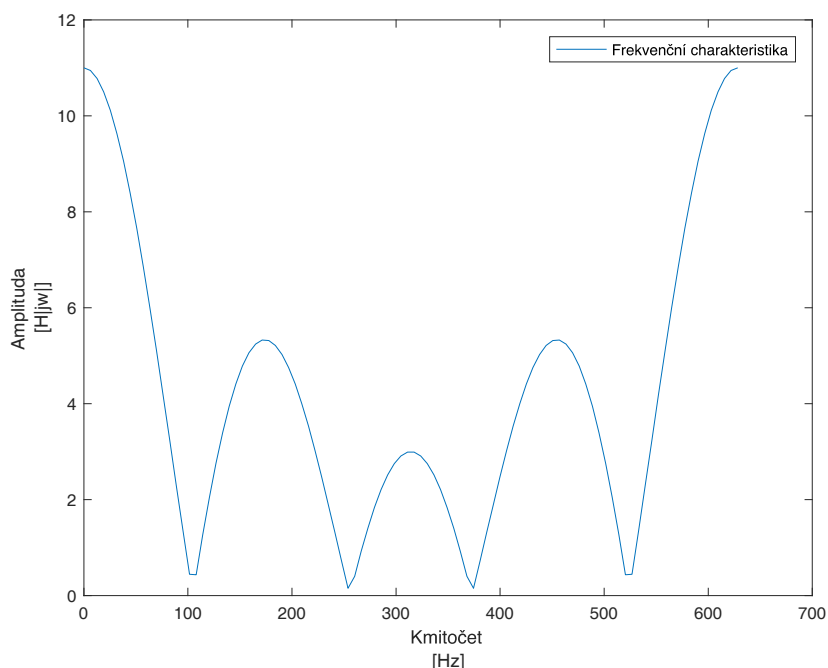
Frekvenční charakteristiku filtru potom vypočítáme pomocí příkazu `freqz`. První zadávaná skupina parametrů jsou koeficienty filtru obsažené v čitateli, druhou skupinou parametrů jsou koeficienty filtru obsažené ve jmenovateli (pro FIR filtry pouze jednička, jelikož nic jiného ve jmenovateli neobsahují) a posledním parametrem je vektor kmitočtu ω (zde označen W).

```
>> [H,W]=freqz([3 2 1 2 3],[1],W)
```

Pro vykreslení amplitudové frekvenční charakteristiky použijeme příkaz `plot`.

```
>> plot(W,abs(H))
```

Absolutní hodnota je nutná z důvodu imaginární části frekvenční charakteristiky. Výsledek vidíme na obr. 2.4. Tato charakteristika může pokračovat dále ještě pro vyšší frekvence, opakoval by se stejný vývoj, zde kvůli větší složitosti platí omezení z důvodu maximální dosažitelné frekvence.



Obr. 2.4 Frekvenční charakteristika filtru

2.2.2 IIR filtry

Číslicové filtry s nekonečnou impulsní odezvou (IIR = Infinite duration Impuls Response). Mají minimálně jednu zpětnou vazbu. Impulsní charakteristika má nekonečný počet hodnot. Zpravidla jsou to filtry nižších řádů než FIR filtry se stejnými vlastnostmi, z čehož vyplývá, že jsou jednodušší na výpočet a mají kratší zpoždění mezi vstupem a výstupem. Na rozdíl od FIR u nich ale není zaručena stabilita. (1)

Popis IIR filtru

Filtry IIR řádu N jsou charakterizovány přenosovou funkcí, která má $2N+1$ koeficientů nebo diferenční rovnici.

Přenosová funkce filtru (Z-transformace):

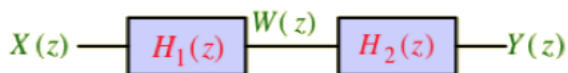
$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{M-1} z^{-M+1} + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{N-1} z^{-N+1} + a_N z^{-N}} \quad (2.7)$$

Výstup stupně N (diferenční rovnice):

$$y_n = b_0 x_n + b_1 x_{n-1} + \dots + b_M x_{n-M} - a_1 y_{n-1} - \dots - a_N y_{n-N} \quad (2.8)$$

Obecná struktura IIR filtru

Filtr řádu N potřebuje k implementaci $2N+1$ násobících prvků a $2N$ dvouvstupých modulů. Struktura tzv. přímé formy filtru je podmíněna rovností stupně koeficientů přenosové funkce a násobících prvků ($N=M$). V tomto případě můžeme přenosovou funkci rozdělit na dvě dílčí.



Obr. 2.5 Struktura IIR filtru (1)

$$H_1(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{M-1} z^{-M+1} + b_M z^{-M} \quad (2.9)$$

$$H_2(z) = \frac{1}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{N-1} z^{-N+1} + a_N z^{-N}} \quad (2.10)$$

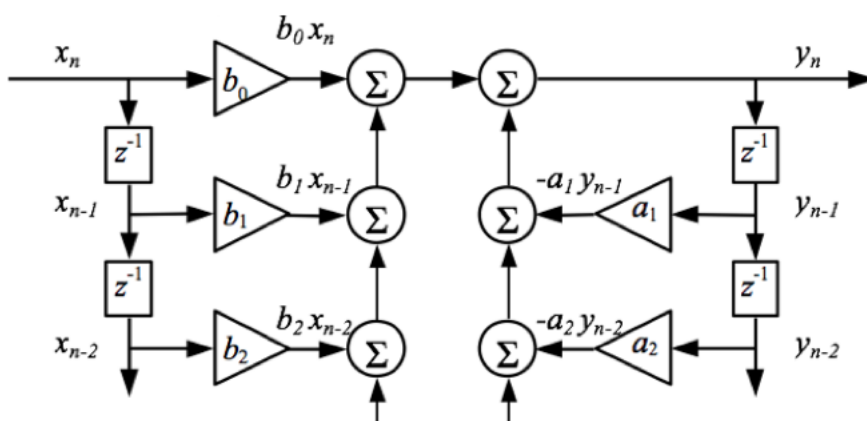
Ze vztahů vyplývá, že tato forma je tvořena FIR filtrem a IIR filtrem zapojených sériově.

Výstup z FIR filtru:

$$w(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1) + \dots + b_Mx(n-M) \quad (2.11)$$

výstup z IIR filtru:

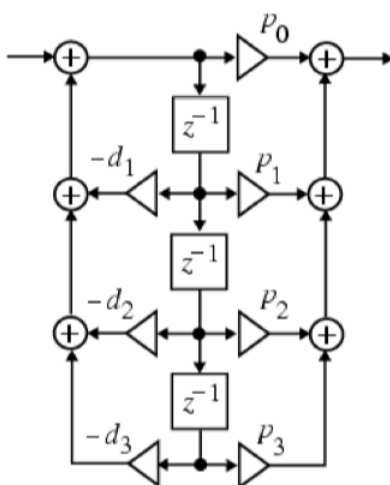
$$y(n) = w(n) - a_1y(n-1) + \dots + a_Ny(n-N) \quad (2.12)$$



Obr. 2.6 Příklad struktury IIR filtru přímé formy (7)

Struktura na obr. 2.6 je nekanonická a je potřeba 6 zpožďovacích členů, i když je pouze třetího řádu.

Pro zjednodušení zavádíme kanonickou formu (obr. 2.7), kde využíváme zpožděného vzorku dvakrát. Na obr. 2.7 je IIR část zastoupena koeficienty d_i a FIR část koeficienty p_i .



Obr. 2.7 Příklad kanonické struktury IIR filtru (1)

2.3 Frekvenčně selektivní filtry (Kmitočtově-fázové filtry)

Tyto filtry vybírají ze signálu složky určitých intervalů frekvencí, které propustí či nepropustí. Realizují se jako FIR i IIR a dokonce mohou být analogové s velice jednoduchým řešením.

Propustnost filtru pro signály s určitou frekvencí popisuje frekvenční charakteristika filtru $H(j\omega)$. Také lze uvést, že frekvenční charakteristika určuje změnu autospektra $S_{yy}(\omega)$ výstupního signálu oproti autospektru vstupního signálu $S_{xx}(\omega)$.

$$S_{yy}(\omega) = |H(j\omega)|^2 * S_{xx}(\omega) \quad (2.13)$$

Pro parametry filtrů se používá anglické názvosloví. Jako passband je označováno propustné pásmo, nepropustné pásmo se označuje stopband, zvlnění nese název ripple a může být obsaženo jak ve passband, tak i ve stopband. Ohraničení propustného pásma se označuje frekvencí f_p , tzv. cutoff (frekvence zlomu). Jako f_s se označuje frekvence, při které končí útlum (stopband). Rozdílem těchto frekvencí dostáváme přechodové pásmo.

Velikost zvlnění v propustném pásmu [dB]:

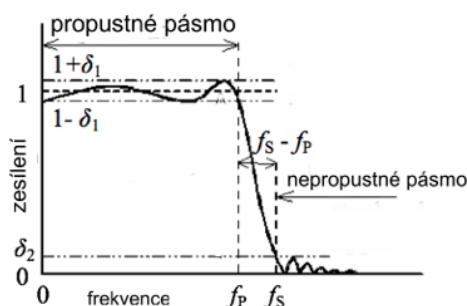
$$\text{zvlnění v propustném pásmu} = 20\log(1 + \delta_1) \quad (2.14)$$

Velikost zvlnění v nepropustném pásmu [dB]:

$$\text{zvlnění v nepropustném pásmu} = -20\log(\delta_2) \quad (2.15)$$

Dolní propust (Low-pass filter)

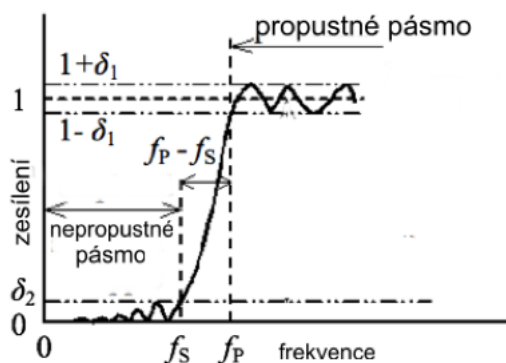
Tyto lineární filtry nepropouštějí složky signálu s vyšší frekvencí.



Obr. 2.8 Charakteristika filtru typu dolní propust (1)

Horní propust (High-pass filter)

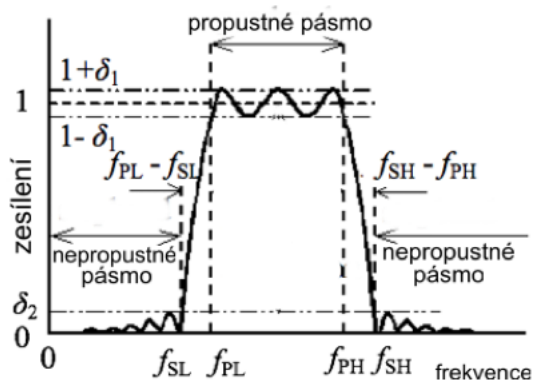
Filtry tohoto typu nepropouštějí složky signálu s nižšími frekvencemi.



Obr. 2.9 Charakteristika filtru typu horní propust (1)

Pásmová propust (Band-pass filter)

U tohoto filtru jsou propouštěny pouze frekvence ve vybraném intervalu. Druhý spodní index označený L znamená dolní frekvenci (low) a index označený H znamená horní (high).



Obr. 2.10 Charakteristika filtru typu pásmová propust (1)

Pásmová zadrž (Band-stop filter)

Tento filtr má přesně opačnou funkci oproti pásmové propusti, ve vybraném intervalu frekvence je signál zadržován. Jde například o tzv. notch filtr.

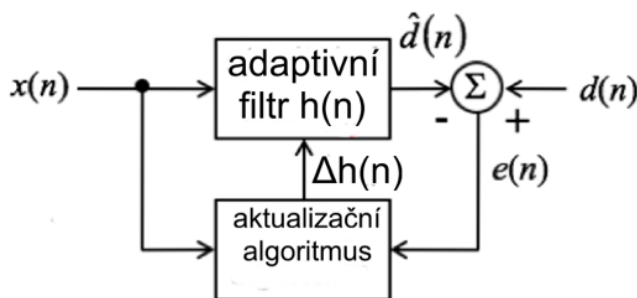
3 Adaptivní filtrace

Jde o proces, při kterém se ze signálu odfiltruje předem neznámý typ šumu nebo je potřeba předem nedefinovaný signál vyrušit, tak aby byl výstup nulový. (3)

Vstupním signálem adaptivního filtru je součet požadovaného rušícího signálu ($d(n)$) a působícího šumu ($v(n)$) při časovém vektoru n :

$$x(n) = d(n) + v(n) \quad (3.1)$$

Obecná struktura adaptivního filtru je na obr. 3.1, obsahuje stavitelný filtr s koeficienty \mathbf{h}_n a blok aktualizací algoritmus obsahuje algoritmus, který vhodně nastavuje stavitelný filtr. Stavitelný filtr má strukturu FIR filtru, impulsní charakteristika je v takovémto případě ekvivalentní koeficientům filtru.



Obr. 3.1 Obecná struktura adaptivního filtru (7)

Koeficienty filtru řádu p pro časový vektor n jsou definovány jako vektor (3.2).

$$\mathbf{h}_n = [h_n(0), h_n(1), \dots, h_n(p)]^T \quad (3.2)$$

Odchylka je rozdíl mezi požadovaným a odhadovaným signálem (3.3).

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n) \quad (3.3)$$

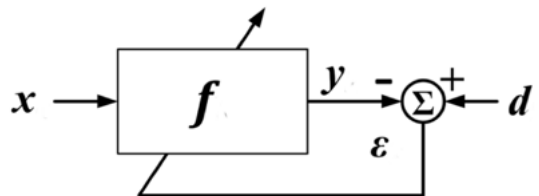
Adaptivní filtr odhaduje požadovaný signál spojováním vstupního signálu s impulsní odezvou, vektorově na rovnici (3.4).

$$\hat{d}(n) = \mathbf{h}_n^T \mathbf{x}(n) \quad (3.4)$$

$$\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-p)]^T \quad (3.5)$$

Adaptivní algoritmus aktualizuje koeficienty filtru pro každý časový okamžik n :

$$\mathbf{h}_{n+1} = \mathbf{h}_n + \Delta \mathbf{h}_n \quad (3.6)$$

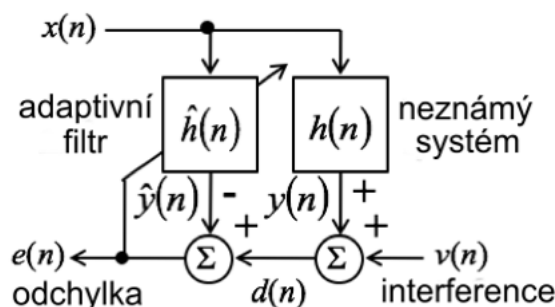


Obr. 3.2 Zjednodušující schématická značka adaptivního filtru (5)

3.1 Metoda nejmenších čtverců (Least Mean Squares - LMS)

LMS jsou algoritmy užívané třídou adaptivních filtrů používaných k napodobení požadovaného filtru metodou vytvoření co nejmenších druhých mocnin signálu odchylky $e(n)$. Vzorky této funkce mají být co nejmenší.

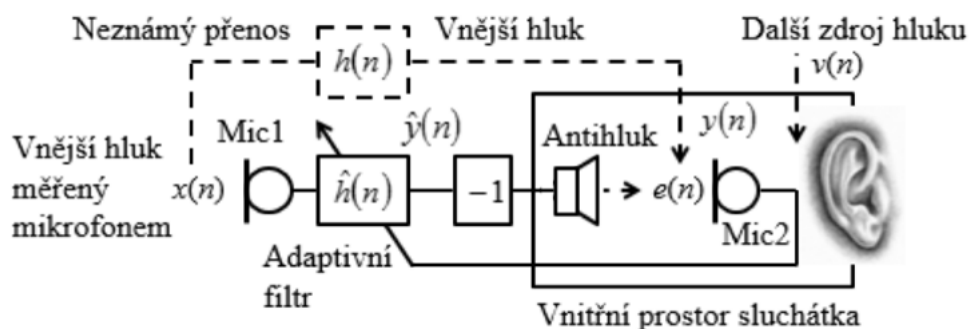
Příklad struktury adaptivního filtru je na obr. 3.3.



Obr. 3.3 LMS metoda (1)

Ve schématu vystupují signály $x(n)$, $y(n)$, $v(n)$, $d(n)$ a $e(n)$ dvě přenosové funkce $\hat{h}(n)$ a $h(n)$, což jsou vektory o konečné délce. Signály $y(n)$, a $v(n)$ nejsou přímo pozorovatelné a přenosová funkce $h(n)$ je neznámá. Měřitelné signály jsou $x(n)$ a $e(n)$.

Tento obecný popis lze demonstrovat na příkladu aktivního potlačení hluku v aktivních sluchátkách, jak je znázorněno na obr. 3.4. Signál $x(t)$ je měřen referenčním mikrofonom Mic1 mimo prostor sluchátek. Je to signál akustického tlaku. Přenos vnějšího hluku do prostoru sluchátek neznáme a ani nejsme schopni signál oddělit od signálu reproduktoru $\hat{y}(n)$, který vytváří tzv. antihluk potlačující vnější hluk. Kdyby šlo o potlačení čistého tónu (sinusoidy), pak by antihluk byla také sinusoida, ovšem s opačnou fází. Hluk přenesený ze vnějšku považujeme za výstup filtru s přenosem $h(n)$, který není ve schématu zakreslen. Koeficienty tohoto přenosu neznáme. Adaptivní filtrace má za úkol nastavit parametry filtru s přenosem $\hat{h}(n)$ tak, aby rozdílový signál $e(n)$ uvnitř sluchátka byl co nejmenší na výstupu tohoto filtru co nejmenší a uvnitř sluchátek bylo žádoucí ticho. Rozdíl signálů $y(n)$ a $\hat{y}(n)$ se měří nulovacím mikrofonom Mic2. Označení nulovací plyne z toho, že jestliže aktivní potlačování hluku správně funguje, měří tento mikrofون nulový signál.(7)



Obr. 3.4 Příklad aplikace LMS metody (1)

Použité proměnné a jejich výpočet:

$$\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-p+1)]^T \quad (3.7)$$

$$\mathbf{h}(n) = [h_0(n), h_1(n), \dots, h_{p-1}(n)]^T \quad (3.8)$$

$$y(n) = \mathbf{h}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.9)$$

$$d(n) = y(n) + v(n) \quad (3.10)$$

$$\hat{\mathbf{h}}(n) = [\hat{h}_0(n), \hat{h}_1(n), \dots, \hat{h}_{p-1}(n)]^T \quad (3.11)$$

$$e(n) = d(n) - \hat{y}(n) = d(n) - \hat{\mathbf{h}}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.12)$$

LMS filtr je založen na metodě minimalizace součtu nejmenších čtverců (Least Mean Squares), jinak řečeno minimalizuje odchylky výstupu filtru od referenčního signálu. Pomocí tohoto filtru lze najít koeficienty filtru $\hat{\mathbf{h}}(n)$, který minimalizuje součet kvadrátů odchylek. Toto kritérium seřízení (nastavení koeficientů) filtru si můžeme definovat jako:

$$C(n) = E\{|e(n)|^2\} \quad (3.13)$$

kde $e(n)$ je chyba na aktuálním vzorku n a $E\{\}$ označuje předpokládanou střední hodnotu.

Kritérium seřízení filtru je minimalizováno algoritmem LMS. Aplikování nejprudšího klesání znamená použití parciálních derivací (3.14) vzhledem k jednotlivým vstupům koeficientů (vah) filtru, což jsou vektory.

$$\nabla_{\mathbf{h}} C(n) = \left[\frac{dC(n)}{dh_0(n)}, \dots, \frac{dC(n)}{dh_{p-1}(n)} \right]^T \quad (3.14)$$

Pomocí operátoru gradientu získáme vztah pro čtverec (3.15).

$$\nabla_{\hat{\mathbf{h}}} C(n) = \nabla_{\hat{\mathbf{h}}} E\{e(n)e(n)\} = 2E\{e(n)\nabla_{\hat{\mathbf{h}}}(e(n))\} \quad (3.15)$$

$$\nabla_{\hat{\mathbf{h}}} e(n) = \nabla_{\hat{\mathbf{h}}} (d(n) - \mathbf{h}^T(n)\mathbf{x}(n)) = -\mathbf{x}(n) \rightarrow \nabla_{\hat{\mathbf{h}}} C(n) = -2E\{e(n)\mathbf{x}(n)\} \quad (3.16)$$

Pro nalezení minima odchylky $e(n)$ musíme podniknout krok na opačnou stranu gradientu $C(n)$ (3.17).

$$\hat{\mathbf{h}}(n+1) = \hat{\mathbf{h}}(n) - \frac{\mu}{2} \nabla_{\hat{\mathbf{h}}} C(n) = \hat{\mathbf{h}}(n) + \mu E\{e(n)\mathbf{x}(n)\} \quad (3.17)$$

Pro velkou část systémů je potřeba aproximovat odhadovanou funkci. Provedeme např. pomocí následujícího nezkresleného odhadu (3.18).

$$E\{e(n)\mathbf{x}(n)\} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} e(n-i)\mathbf{x}(n-i) \quad (3.18)$$

kde N značí počet vzorků, podle kterých budeme odhadovat.

Nejjednodušším případem je $N = 1$, kdy rovnice přechází v tvar 3.19.

$$E\{e(n)\mathbf{x}(n)\} = e(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.19)$$

Aktualizační algoritmus pro tento případ je dán rovnicí 3.20.

$$\hat{\mathbf{h}}(n+1) = \hat{\mathbf{h}}(n) + \mu e(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.20)$$

Konvergence a stabilita

Předpokládejme, že opravdový filtr $\mathbf{h}(n) = \mathbf{h}$ je konstantní. Vstupní signál $x(n)$ je stacionární (nemění se v čase). V tomto případě $E\{\mathbf{h}(n)\}$ konverguje (přibližuje se) k \mathbf{h} , když zároveň n jde k nekonečnu, pouze pokud platí 3.21.

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (3.21)$$

kde λ_{\max} je nejvyšší vlastní číslo z autokorelační matice definované dle 3.22.

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\} \quad (3.22)$$

Při nesplnění této podmínky se algoritmus stane nestabilním a $\mathbf{h}(n)$ se začne odchylovat (divergovat).

Podmínka, která má praktičtější využití:

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{tr}(\mathbf{R})} \quad (3.23)$$

Zde $\text{tr}(\mathbf{R})$ je stopa (diagonální součet) autokorelační matice \mathbf{R} .

3.2 Simulace adaptivní filtrace pomocí LMS v programu Matlab

Pro nalezení správných koeficientů filtru nám poslouží program MyLMS3 následujícího obsahu:

```
function [ e , hfn ] = MyLMS3( x, p, mi, h )
%UNTITLED Summary of this function goes here
% Detailed explanation goes here

[N1,N2] = size(x);
if N1<N2, N = N2; x = x'; else N = N1; end; % sloupcovy vektor
[N1,N2] = size(h);
if N1<N2, q = N2; h = h'; else q = N1; end; % sloupcovy vektor
hfn = ones(p,1)/p; % pocatecni odhad koeficientu filtru
y1 = zeros(N,1);
e = x;
X = zeros(p,1);
XX = zeros(q,1);

for n=(p+1):N,
    X(1:p) =x(n:(-1):(n-p+1));
    XX(1:q)=x(n:(-1):(n-q+1));
    hfp=hfn;
    y1(n)=hfp'*X; % vystup FIR filtru
    e(n)=h'*XX-y1(n);
    hfn = hfp+mi*e(n)*X;
end;

end
```

S funkcí adaptivního filtru souvisí jen tyto příkazy z cyklu:

```
X(1:p) =x(n:(-1):(n-p+1));
hfp=hfn;
hfn = hfp+mi*e(n)*X;
```

Ostatní částí smyčky simulují přenos $h(n)$ a výpočet odchylky $e(n)$.

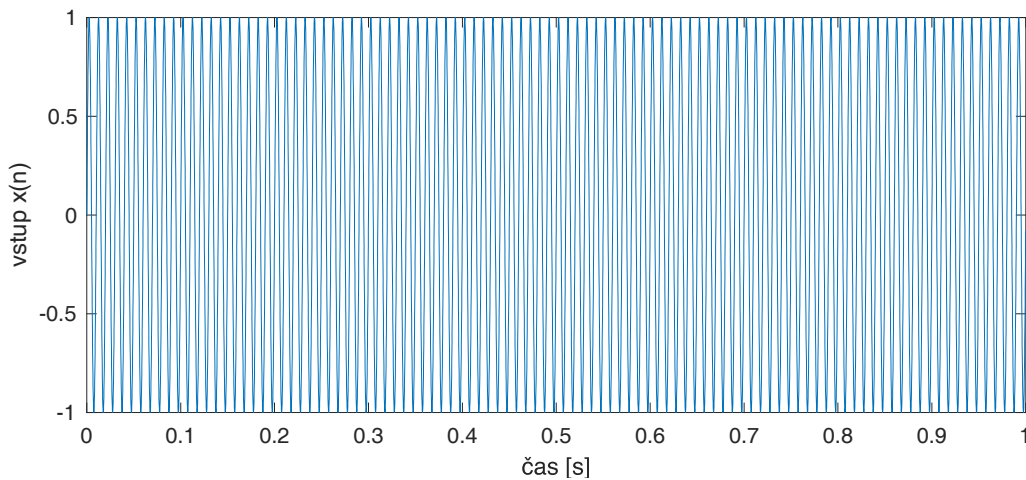
Samotná funkčnost programu byla odzkoušena následujícím postupem.

Byl vytvořen časový vektor t , na kterém bude filtrace probíhat.

```
>> t=(0:7999)/8000;
```

Na tomto časovém vektoru byl vytvořen libovolný harmonický signál (vstupní signál).

```
>> x=sin(2*pi*100*t);
```



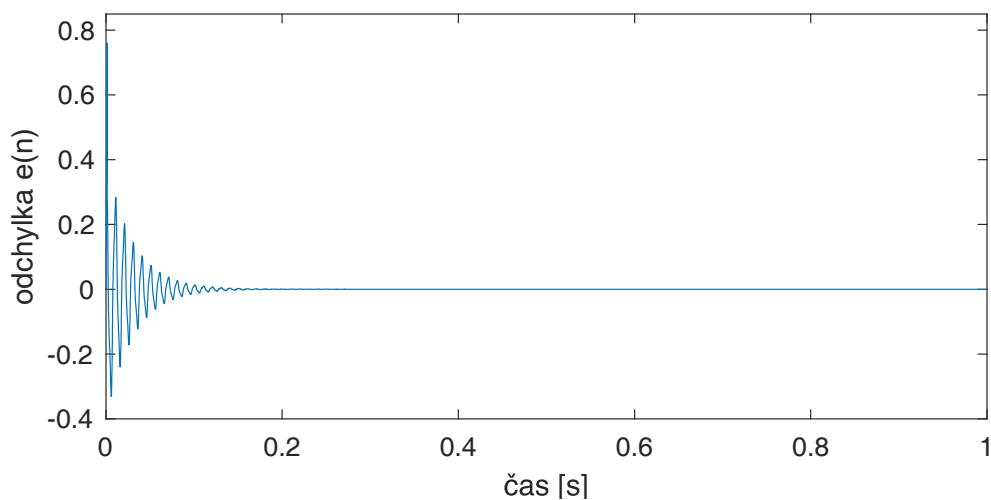
Obr. 3.5 Vstupní signál

Cílem filtrace je vyrušit signál, tak aby $e(n) = 0$. Filtr se spustí příkazem:

```
>> [e, h]=MyLMS3( x, 12, 0.01, [0 1]);
```

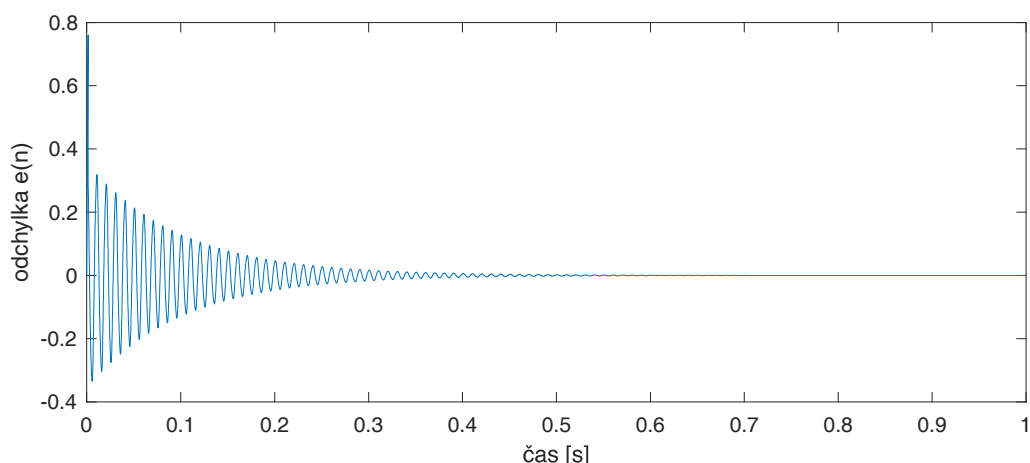
V tomto příkazu představuje x vstupní signál, druhý parametr p značí počet koeficientů adaptivního filtru (řád), 0.01 představuje koeficient μ (mí), který ovlivňuje rychlost nastavování koeficientů filtru, a $[0 \ 1]$ představuje zpoždění jeden krok s váhou 1.

Neznámý přenos byl zpoždění o jeden krok. Adaptivní filtr odhadl koeficienty filtru 12. řádu. Podle časového průběhu filtr filtruje.



Obr. 3.6 Přefiltrovaný signál pro $\mu = 0.01$

Při filtrování s použitím menšího μ je dle obr. 3.9 doba filtrace delší.

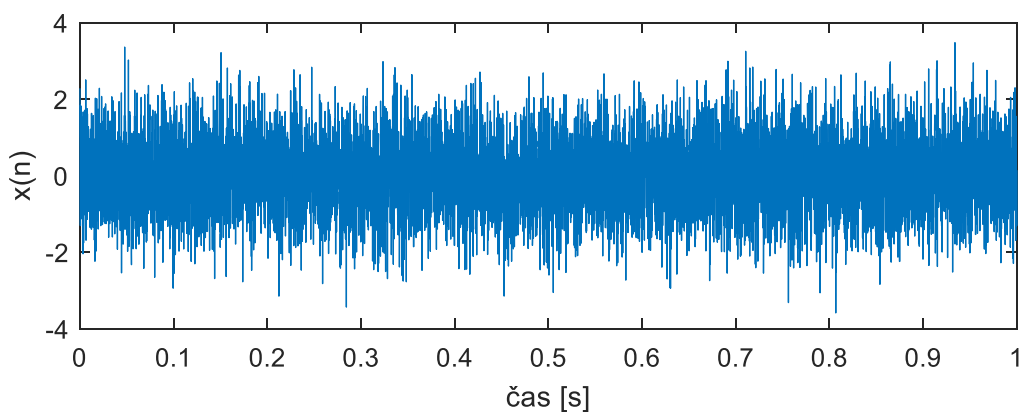


Obr. 3.7 Přefiltrovaný signál pro $\mu = 0.003$

3.3 Adaptace koeficientů filtru

Průběh nastavování koeficientů filtru adaptivním algoritmem bude demonstrován na filtraci náhodného signálu typu bílý šum. Oproti sinusoidě tento signál vybudí celé frekvenční pásmo filtru (viz kapitola 4).

Vstupní signál byl vygenerován v Matlabu použitím příkazu `wgn` (viz kapitola 4.1).

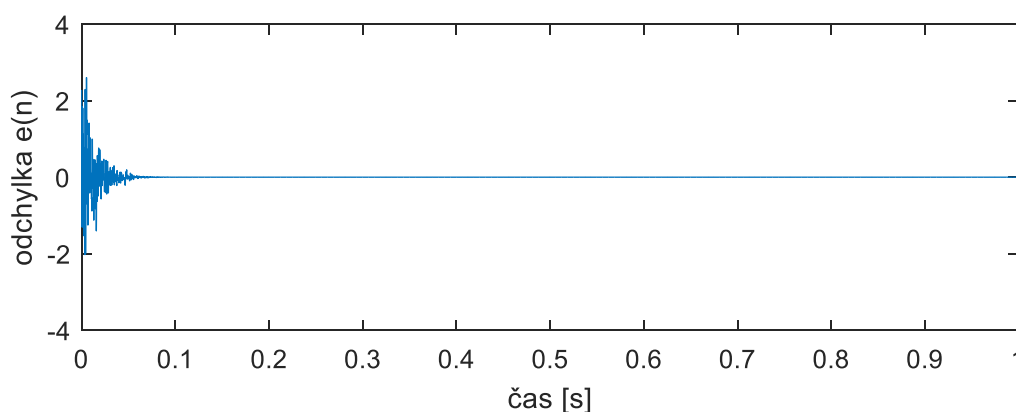


Obr. 3.8 Bílý šum

Pro výpočet filtrovaného signálu změníme neznámý přenos na $h = [0 \ 0.8 \ 1 \ 0.6 \ 0.1]$ a další parametry zůstanou stejné.

```
>> [e, h]=MyLMS3( x, 12, 0.01, [0 0.8 1 0.6 0.1]);
```

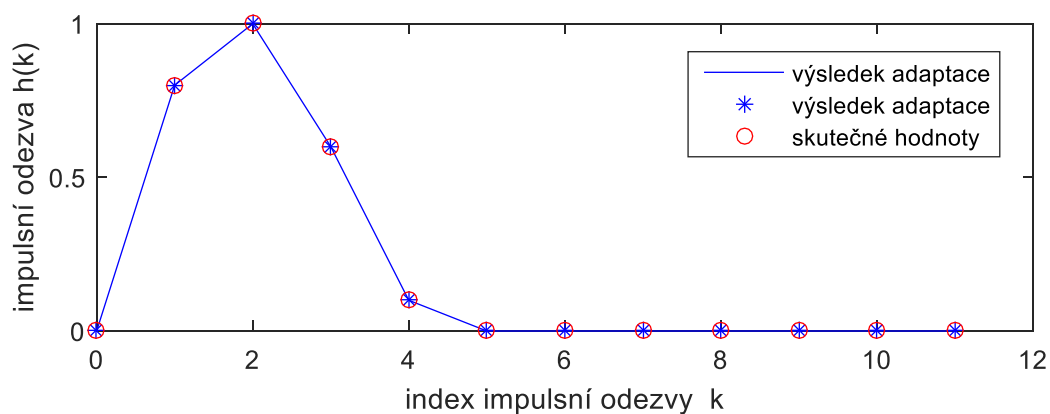
Účinek adaptivního filtru je znázorněn na obr. 3.11, filtr funguje správně.



Obr. 3.9 Přefiltrovaný signál pro $\mu = 0.01$

Koeficienty impulsních odezev jako výsledek adaptace v porovnání se skutečnými koeficienty, které adaptační filtr nezná, avšak jsou nutné pro simulaci lze vykreslit příkazem:

```
>> plot(0:11,h,'b',0:11,[0 0.8 1 0.6 0.1 0 0 0 0 0 0], 'ro')
```



Obr. 3.10 Koeficienty neznámého filtru $h(n)$ a adaptovaného filtru $\hat{h}(n)$

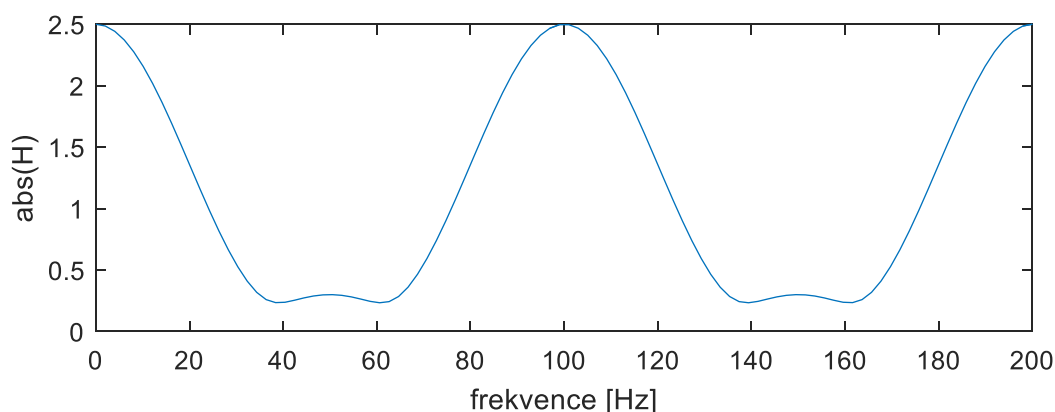
Graf na předchozím obrázku dokládá, že adaptační algoritmus našel skutečné (opravdové) hodnoty impulsní odezvy.

Podle dříve popsaného postupu lze vypočítat frekvenční charakteristiku filtru $h(n)$ na konci adaptace. Filtrovaný signál má frekvenci 200 Hz. Pro tuto frekvenci je zesílení filtru zmenšeno. Použijí se příkazy

```
>> W=linspace(0, 2*pi*200);
```

```
>> [H,W]=freqz(h,[1],W);
```

```
>> plot(W/2/pi,abs(H))
```



Obr. 3.11 Frekvenční charakteristika adaptovaného filtru $\hat{h}(n)$

Filtr propouští nízkofrekvenční signály a pak pásma kolem harmonických, které přísluší frekvenci 100 Hz.

3.4 RLS algoritmus

Je to filtrační metoda, která je velmi podobná LMS filtraci. Je zde použit pouze jiný algoritmus pro výpočet koeficientů (3.24).(6)

$$\varepsilon(n) = \sum_{i=0}^n e(n)^2 \quad (3.24)$$

Tyto filtry mají stejnou strukturu jako LMS – jsou to FIR filtry. Jejich konvergence je rychlejší a jediným rozdílem je, že pro různé časové řady existují různá řešení filtru.

4 Simulace filtrace šumů a audio signálů

Při zpracování signálu vzniká zaokrouhlovací šum jako vedlejší nechtěný produkt a jsou to data, která nemají význam a např. u audio systémů se projeví jako akustický šum.

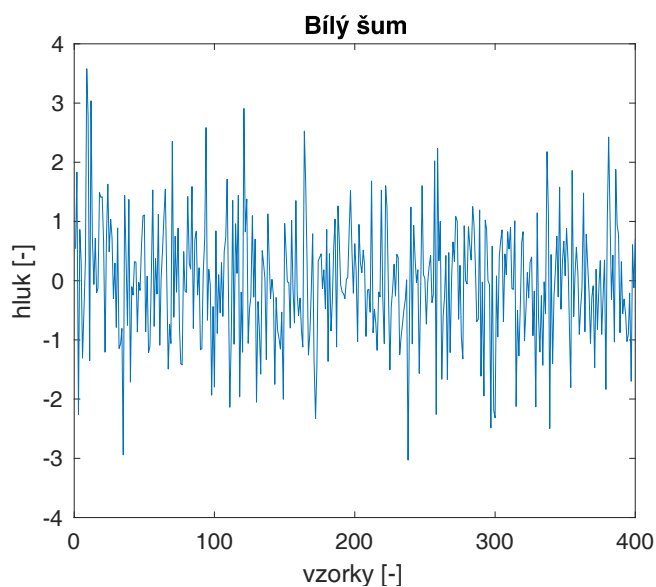
U signálů rozlišujeme barvu podle složení frekvenčního spektra, což je v souladu frekvenčními spektry jednotlivých barev světla ve slunečních paprscích. (10)

4.1 Bílý šum

Tento šum stejně jako bílé světlo obsahuje rovnoměrně složky se všemi frekvencemi.

Pro jednoduché generování šumů (a popř. práci s nimi) byl do Matlabu nainstalován doplněk Communications System Toolbox a DSP System Toolbox. Bílý šum byl vytvořen pomocí příkazu `wgn`, s parametry 400 (počet vzorků), 1 (počet řádků matice) a 0 (výstupní síla v dBW).

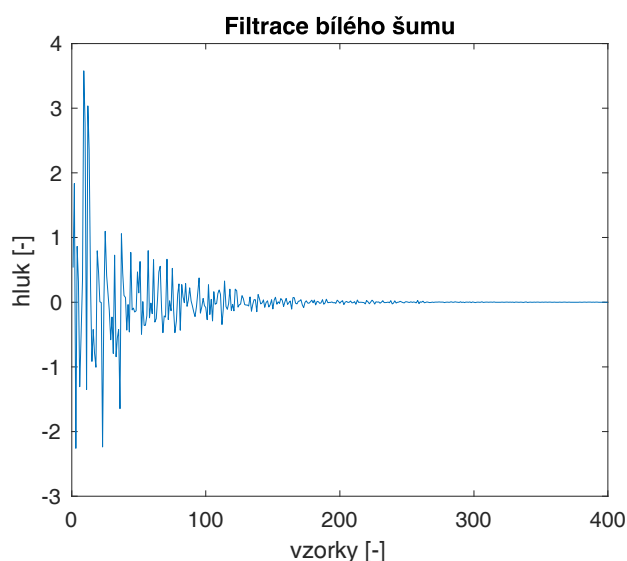
```
>> y1 = wgn(400,1,0);
```



Obr. 4.1 Vygenerovaný bílý šum

Filtrace byla uskutečněna pomocí skriptu MyLMS3 (viz kapitola 3), filtrace se tedy spustí pomocí následujícího příkazu.

```
>> [e, h]=MyLMS3( y1, 12, 0.02, [0 1]);
```



Obr. 4.2 Filtrovaný signál bílého šumu pomocí MyLMS3

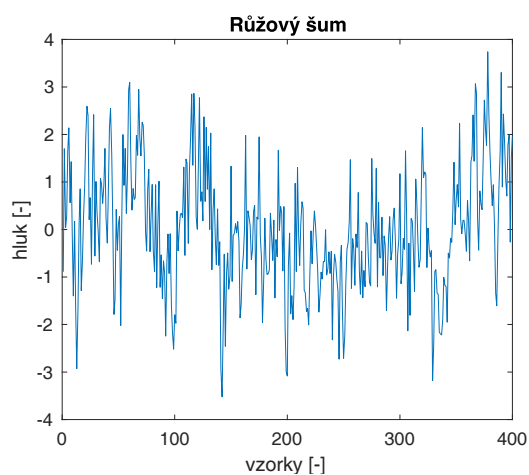
4.2 Růžový šum

Výkonová frekvenční hustota růžového šumu je přímo úměrná převrácené hodnotě frekvence. Podobnou vlastnost má také třepetavý nebo $1/f$ šum.

V Matlabu byl vygenerován růžový šum pomocí vytvoření objektu `cn`.

```
>> cn=dsp.ColoredNoise('InverseFrequencyPower',1,'NumChannels',1,'SamplesPerFrame',1000;
```

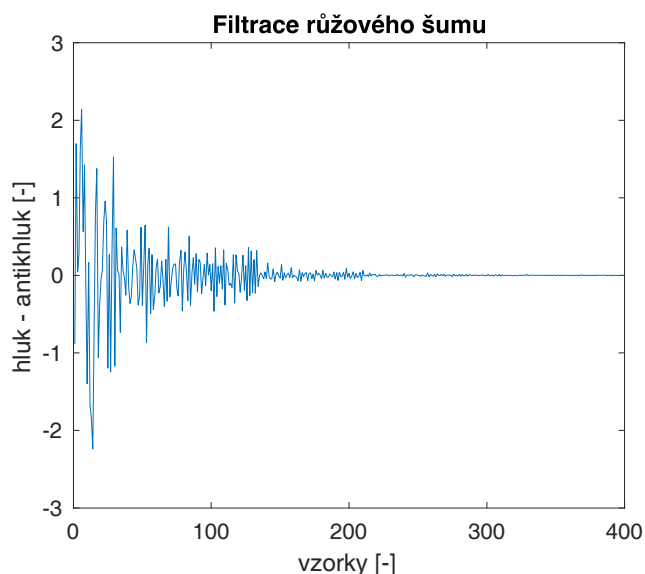
```
>> x=cn()
```



Obr. 4.3 Vygenerovaný růžový šum

Filtrace byla uskutečněna pomocí skriptu MyLMS3 (viz kapitola 3), filtrace se tedy spustí pomocí následujícího příkazu.

```
>> [e, h]=MyLMS3( x, 12, 0.02, [0 1]);
```



Obr. 4.4 Filtrovaný signál růžového šumu pomocí MyLMS3

4.3 Audio signál

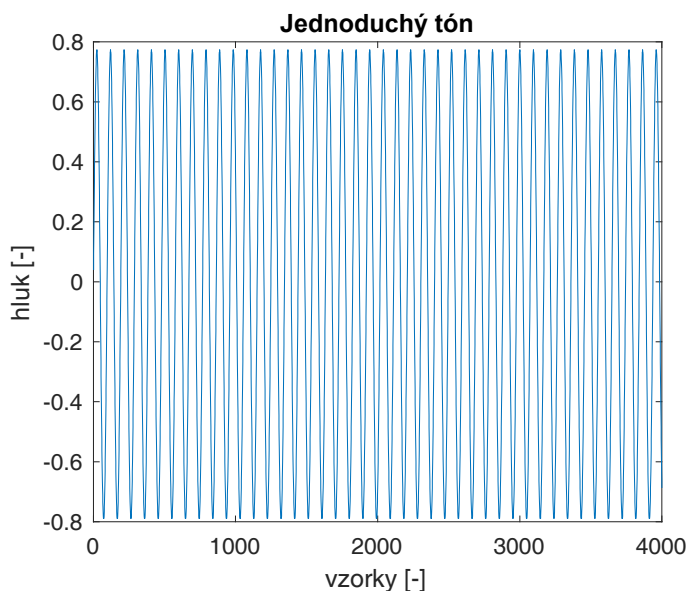
V této kapitole budeme filtrovat vstupní audio signál. Do Matlabu byly zvukové soubory nahrány pomocí příkazu `audioread`, např.:

```
>> [Y, fs]=audioread('lathe.wav', [začátek konec]);
```

kde Y je načtený signál v rozmezí od -1 do 1 a f_s vzorkovací frekvence dle každého .wav souboru.

4.3.1 Jednoduchý tón

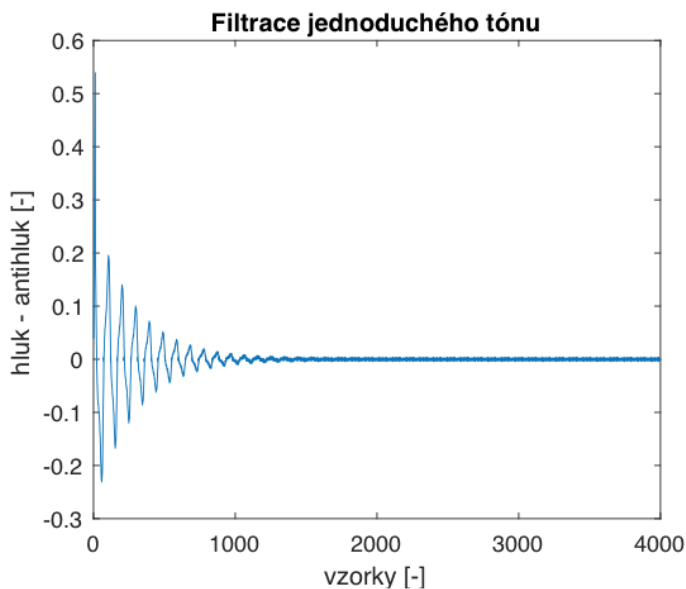
Jednoduchý tón je vlastně již provedená filtrace v kapitole 3. Jde o harmonickou sinusoidu, zde i s obsahem vyšších alikvotních tónů, pro lepší vyobrazení filtrace je nahráno pouze 4000 vzorků, o vzorkovací frekvenci $f_s = 48 \text{ KHz}$. (11)



Obr. 4.5 Tón C s obsahem vyšších alikvotních tónů

Filtrace byla uskutečněna pomocí skriptu MyLMS3 (viz kapitola 3), filtraci tedy spustíme pomocí následujícího příkazu.

```
>> [e, h]=MyLMS3( Y, 12, 0.02, [0 1])
```

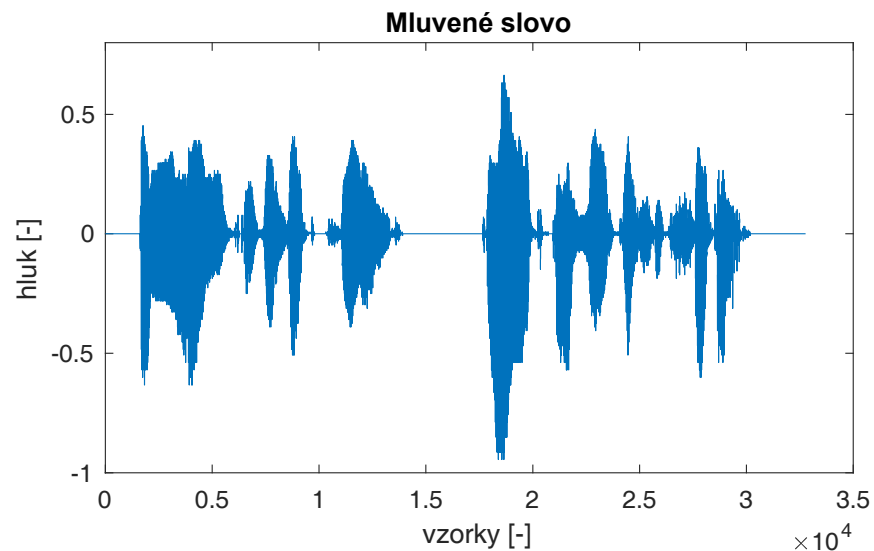


Obr. 4.6 Filtrovaný signál jednoduchého tónu pomocí MyLMS3

4.3.2 Mluvené slovo

V souboru mluveného slova je anglicky řečeno: "*A lathe is a big tool. Grab every dish of sugar.*", což v překladu nemá úplně smysl – pro odzkoušení funkce filtru je však důležitější fonetická stránka, která obsahuje mnoho různých typů zvuku.

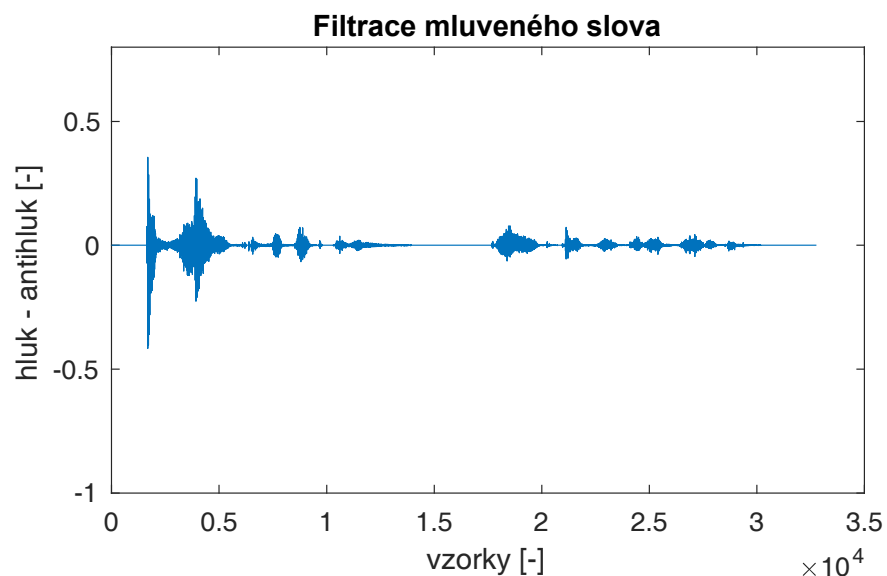
Vzorkovací frekvence $f_s = 8$ KHz. (11)



Obr. 4.8 Mluvené slovo

Filtrace byla uskutečněna pomocí skriptu MyLMS3 (viz kapitola 3), filtraci tedy spustíme pomocí následujícího příkazu.

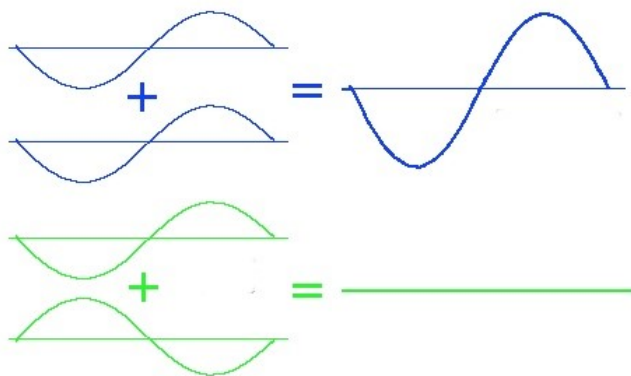
```
>> [e, h]=MyLMS3( Y, 12, 0.07, [0 1]);
```



Obr. 4.9 Filtrovaný signál mluveného slova pomocí MyLMS3

5 Experiment

Experiment, který je proveden v rámci bakalářské práce, bude proveden se skutečným zvukem, nikoliv počítačová simulace, při které se odečtením dva signály navzájem úplně vyruší. Půjde o interferenci dvou čistých tónů (sinusoid) ve shodné a v opačné fázi v malém prostoru. Výsledkem bude pozorování hladiny zvuku při interferenci dvou čistých tónů (se sinusovým průběhem) nejdříve ve stejné fázi (obr. 5.1 modrá) a potom v opačné fázi (obr. 5.1 zelená).

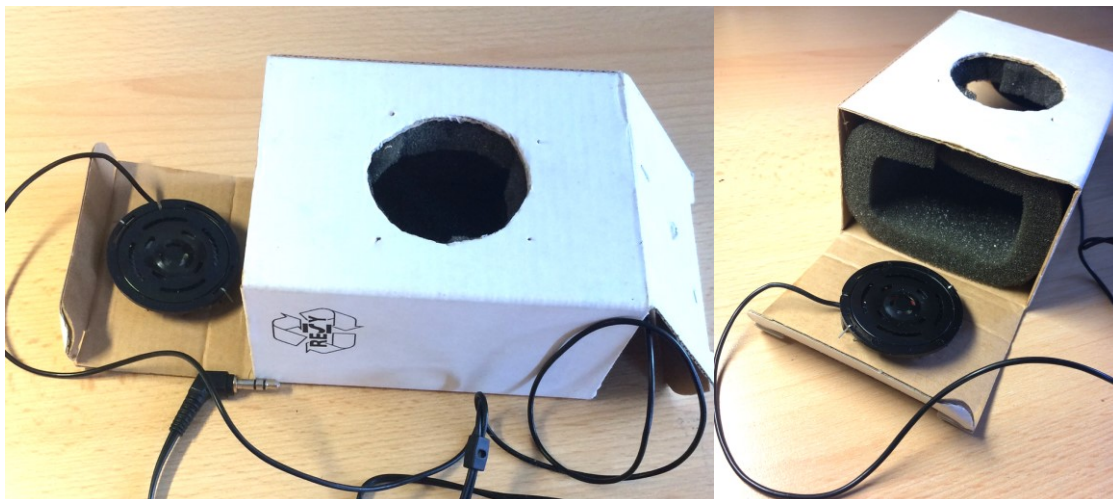


Obrázek 5.1 Teoretická interference hluku s antihlukem

Interference zvukových vln v prostoru není tak matematicky jednoduchá, jak je znázorněno v obr. 5.1.

5.1 Realizace funkčního modelu

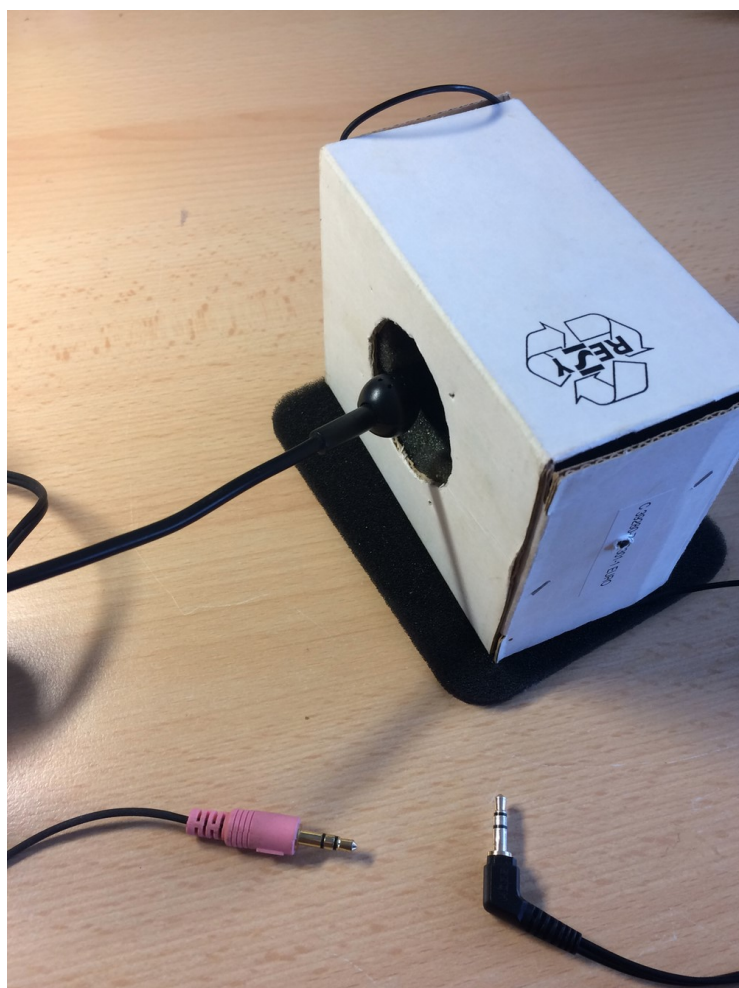
V teoretickém případě, zakresleném na obr. 5.1, je možné, že se hluk a antihluk úplně vyruší – v reálné aplikaci tomu tak není, z důvodů odrazů a jiných negativních vlivů, které souvisí s odrazy zvukových vln od stěn, a tudíž ke vzájemnému fázovému posunu.



Obrázek 5.2 Experimentální model

Model, který byl pro experiment vytvořen, je vyfocen na obrázku 5.2 ze dvou pohledů. Na každé straně krabičky je upevněn reproduktor. Byly použity reproduktory z klasických sluchátek od firmy KOSS, jejich vstup je tedy sveden do 3,5mm stereo jacku. Na horní straně krabičky je kruhový otvor, určený pro poslech uchem nebo k měření hladiny hluku vycházející z interference zvuků uvnitř krabičky. Vnitřní strany krabičky jsou vyloženy (oblepeny) molitanem kvůli snížení účinku odrazu zvuku od stěn.

Pro měření hladiny zvuku je použit klasický sluchátkový mikrofon, jehož výstup je zakončen 3,5mm mono jackem. Referenční mikrofon je vložen do otvoru pro měření tak, aby nebyl opřen o žádnou ze stěn, krabička s reproduktory je podložena molitanem, znovu kvůli snížení nežádoucích vibrací.



Obrázek 5.3 Měření hladiny zvuku na reálném experimentu

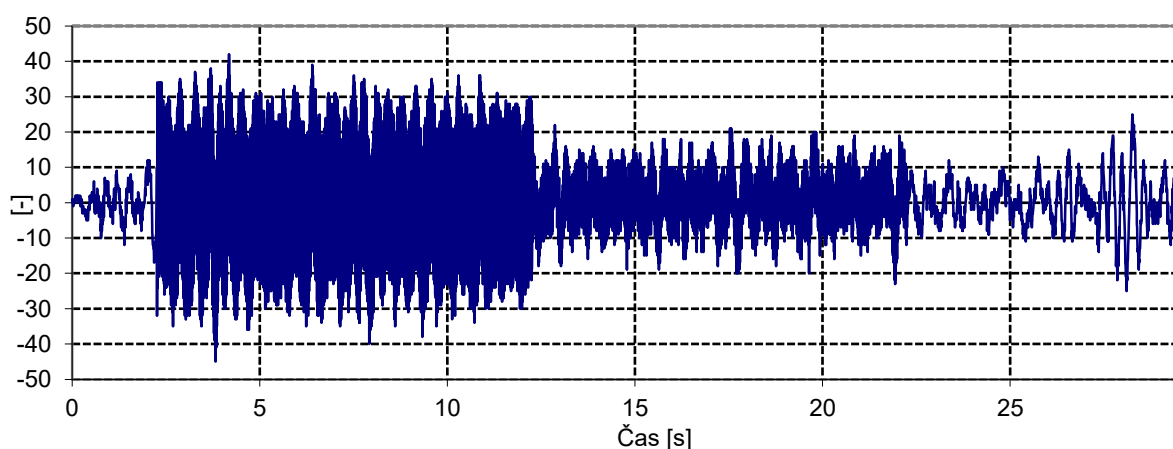
Pro uskutečnění samotného experimentu je zapotřebí počítače, který bude na základní desce (či na zvukové kartě) mít 3,5mm jack stereo výstup (zelený) a 3,5mm jack mono vstup (růžový), viz obr. 5.4.



Obrázek 5.4 Vstupy a výstupy na PC

5.2 Měření interference a vyhodnocení výsledků

K počítačovému zpracování experimentu (vytvoření signálu, výpočet hladiny zvuku v dB) byl použit program Signal Analyser. Pro odzkoušení experimentu byl vygenerován dvacetisekundový signál. Prvních deset sekund je tón A3 o frekvenci 220 Hz vysílán do obou reproduktorů ve stejné fázi (viz obr. 5.1 modrá), po zbylých deset sekund jsou tóny vysílány v opačné fázi (viz obr. 5.1 zelená).



Obrázek 5.5 Signál zaznamenaný mikrofonem uvnitř krabíčky

Na obrázku 5.5 vidíme grafický záznam z referenčního mikrofону, na obrázku 5.6 už přímo hladinu zvuku v dB. K přepočtu na dB byl použit virtuální přístroj (instrument) typu Overall, data v něm byla nejdříve předfiltrována hornopropustním filtrem s frekvencí zlomu 22,4 Hz. Virtuální přístroj poté počítá filtrovaný okamžitý výkon signálu ($PoWeR$), tj. druhou mocninu signálu $x(t)^2$, podle rovnice (5.1). Veličina $\Delta t/t$ určuje časovou konstantu filtru. (9)

$$PWR(t) = \left(1 - \frac{\Delta t}{\tau}\right) PWR(t-1) + \frac{\Delta t}{\tau} x(t)^2 \quad (5.1)$$

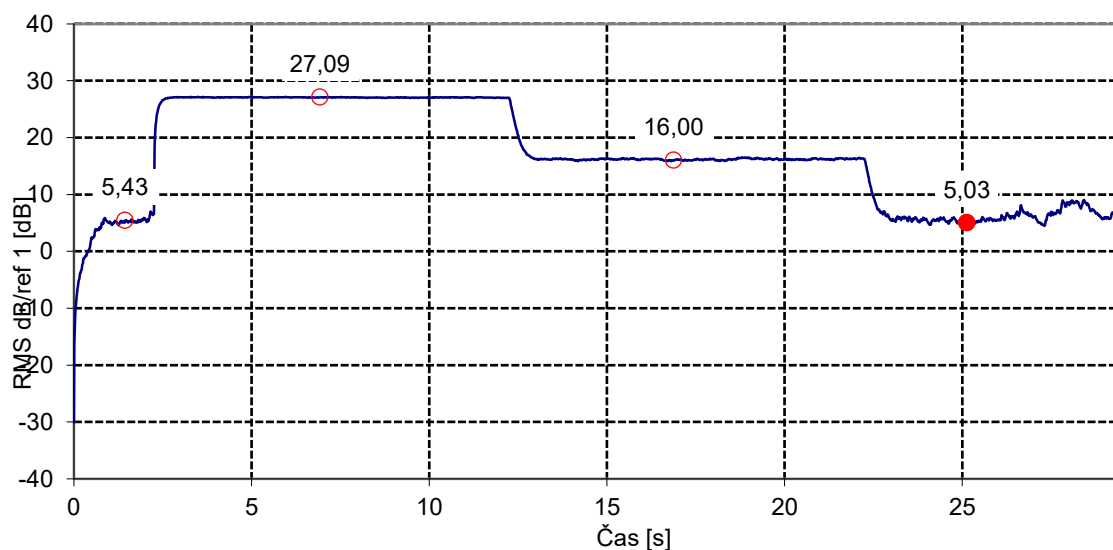
Tento signál je získán filtrací prvního řádu, kterou použijeme na posloupnost druhých mocnin jednotlivých vzorků signálu $x(t)$ (5.2). V tomto vzorci figuruje Δt jako vzorkovací perioda a τ je časová konstanta filtru, která byla zvolena jako 1/8 s (tzv. Fast).

K porovnání hladiny zvuku byl použit signál RMS (viz 1.3).

$$RMS = \sqrt{PWR} \quad (5.2)$$

Hladina decibelů byla vypočtena podle referenčního signálu $PWR_{ref} = 1$.

$$dB = 10 * \log \frac{PWR}{PWR_{ref}} \quad (5.3)$$

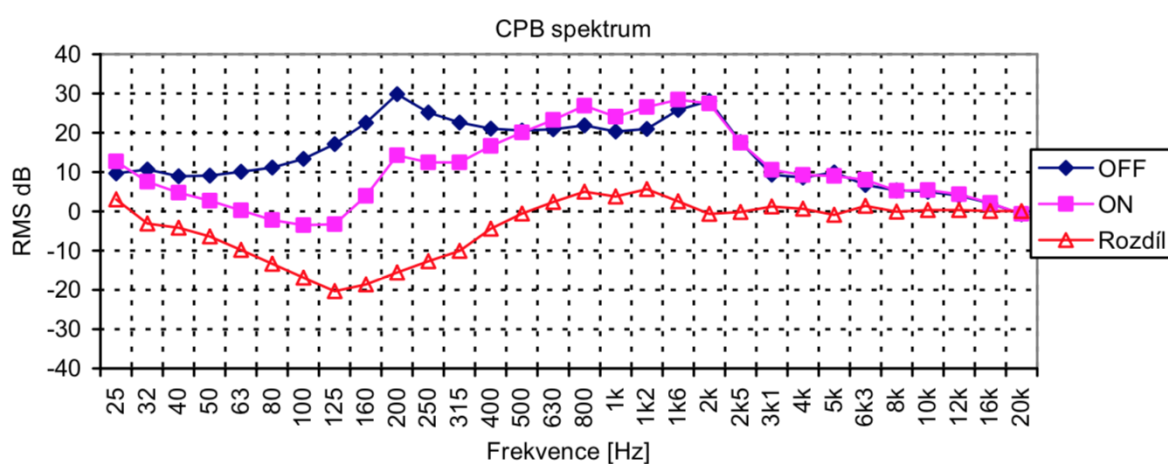


Obrázek 5.6 Hladina zvuku vypočtená pomocí nástroje OVERALL

Při stejné fázi v obou reproduktorech je hladina hluku přibližně 27 dB. Při opačné fázi dochází k poklesu hladiny hluku na 16 dB, utlumení je tedy přibližně 11 dB, což je změna

dobře slyšitelná lidským uchem. Před i po skončení testovacího audiosignálu je hladina hluku přibližně 5 dB. Nahrávání referenčním mikrofonom začalo přibližně o 2 sekundy později než spuštění testovacího audiosignálu. Protože převodní konstanta mikrofону je neznámá, má smysl pouze porovnávat rozdíly v hladinách hluku v dB mezi jednotlivými fázemi experimentu.

Pro srovnání účinnosti v daném kmitočtovém pásmu jsou na obr. 5.7 výsledky měření funkčnosti sluchátek SENNHEISER PXC v tzv. CPB spektru (Constant Percentage Band spectrum – spektrum s konstantní relativní šířkou pásem). Při kmitočtu 220 Hz je hodnota utlumení podobná.



Obrázek 5.7 CPB spektrum sluchátek SENNHEISER PXC 450 (12)

6 Závěr

Projekt je zaměřen na adaptivní filtry. Jsou zde popsány základní vlastnosti a vztahy pro signály. Jen stručně je vysvětlena teorie pro analogové filtry, protože nejsou předmětem zkoumání tohoto projektu.

Dále jsou uvedeny základní vlastnosti číslicových filtrů, je také uveden výpočet kmitočtové charakteristiky. Stručně jsou charakterizovány IIR filtry, které mají ve své struktuře zpětnou vazbu. Byly uvedeny základní dvě struktury a matematické popisy. Tento typ filtrů zde není dále rozváděn, protože pro metody adaptivní filtrace popsané v této práci bohatě postačí FIR filtry.

FIR filtry jsou popsány podrobně. V projektu je ukázána obecná struktura a uveden matematický model. Pro příklad byl uveden i výpočet konkrétní frekvenční charakteristiky FIR filtru čtvrtého řádu, který byl podle teorie sudé symetrie.

Velmi krátce jsou uvedeny vlastnosti frekvenčně selektivních filtrů (a jejich základní typy) a filtr typu klouzavý průměr.

Třetí kapitola nese název adaptivní filtrace, ve které popisujeme základní filosofii adaptivních filtrů. Jsou uvedeny základní struktury a popis jednotlivých parametrů a signálů, které se vyskytují ve filtrované soustavě. Celkově jde u těchto filtrů o to, aby odchylka byla co nejmenší. K dosažení této podmínky nám poslouží dále popsané algoritmy.

Metoda nejmenších čtverců (LMS) využívá k dosažení nulové odchylky zmenšování druhých mocnin signálu právě odchylky. V práci je uvedena základní struktura filtračního systému, který tento algoritmus používá. Jsou popsány jednotlivé parametry a signály, bez kterých by adaptivní filtrace nefungovala. Nakonec je uvedena podmínka pro konvergenci, při nesplnění by byl filtr nestabilní a mohl by začít např.: kmitat.

Bylo ověřeno, že funkce adaptivního filtru v prostředí Matlab funguje bez problémů. Nejdříve byl vytvořen prostor, ve kterém bude filtrace probíhat, následně algoritmus, které bude aktualizovat jednotlivé koeficienty filtru. Jako vyrušovaný signál byla zvolena jednoduchá sinusoida, kterou dokázal adaptivní filtr během velmi krátkého časového intervalu vyrušit. Pro doplnění byla ještě vyobrazena kmitočtová charakteristika a odhadnuté koeficienty filtru. Následně byl experiment vyzkoušen pro jiné parametry, které taktéž splňovaly podmínku konvergence, výsledek byl v podobné kvalitě.

Jako poslední část třetí kapitoly byl uveden ještě RLS algoritmus, který jinak funguje na stejných principech jako předchází LMS algoritmus.

LMS algoritmus byl dále v Matlabu simulačně ověřen na různých barvách šumu, výsledkem byla poměrně rychlá a bezproblémová filtrace. Při filtrování signálu jednoduchého tónu s obsahem vyšších alikvotních tónů byla filtrace taktéž poměrně rychlá, ale nulovou odchylku udržet nedokázala. Mluvené slovo bylo s ohledem na velkou a náhodnou změnou přefiltrováno poměrně dobře.

Při porovnání filtrace šumů a audiosignálů je vidět, že pro filtry je daleko jednodušší se adaptovat na šumy. V praxi je účinnost ještě otázkou volby metody měření šumu.

Pro odzkoušení metody interference dvou fázově opačných signálů byl vytvořen experiment posuzující hladiny zvuku při stejné a opačné fázi stejné sinusoidy ve dvou reproduktorech, umístěných naproti sobě v malém uzavřeném prostoru. Po přepočtu signálu snímaného referenčním mikrofonom (snímající zvuk uvnitř krabičky odhlučňené molitanem) na dB vznikl rozdíl při fázové změně 11 dB. Porovnáme-li výsledek s vlastnostmi sluchátek SENNHEISER PXC 450, je vidět, že rozdíl při zkoušené frekvenci 220 Hz je podobný.

Adaptivní filtry jsou důležitou součástí námi denně používaných zařízení. Technologie jde kupředu, a tak bude stále více požadavků kladeno na kvalitu signálu pro bezproblémový chod nejnovějších technologických vymožeností.

Poděkování

Chtěl bych tímto poděkovat panu prof. Ing. Jiřímu Tůmovi, CSc. za odborné vedení práce a cenné rady, které mi pomohly tuto práci zkompletovat.

7 Seznam použité literatury

- (1) TŮMA, J. *Osobní stránky* [online]. Ostrava, 2014 [cit. 2017-12-04]. Dostupné z: <http://homel.vsb.cz/~tum52/>
- (2) ZČU. *Číslicová filtrace* [online]. [cit. 2017-12-04]. Dostupné z: http://www.kiv.zcu.cz/~mautner/Azs/Azs7_Cisliciva_filtrace_zaklady.pdf
- (3) TUL. *Úvod do číslicové filtrace* [online]. [cit. 2017-12-04]. Dostupné z: http://itakura.kes.tul.cz/zbynek/dwnld/Introduction_to_digital_filters.pdf
- (4) ČVUT. *Úvod do číslicového zpracování signálů* [online]. [cit. 2017-12-04]. Dostupné z: <http://noel.feld.cvut.cz/vyu/ucz/cv4/>
- (5) *Adaptive filter* [online], poslední aktualizace 1. 1 2018 10:24 [cit. 2018-01-12], Wikipedie. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Adaptive_filter
- (6) Schwarz, D. *Lineární a adaptivní zpracování dat*. [online]. [cit. 2018-01-27] <http://www.iba.muni.cz/esf/res/file/bimat-prednasky/linearni-a-adaptivni-zpracovani-dat/LaAZD-12.pdf>
- (7) Tůma, J. *Signal processing*, 1. Vyd. Ostrava: Skripta VŠB – TUO Ostrava, 2009. 156 s. ISBN 978-80-248-2114-6.
- (8) *Introduction to Adaptive Filters*, Chapter 18. DOUGLAS, Scott C., MADISETTI, V.J. a D. WILLIAMS, ed. *Digital Signal Processing Handbook* [online]. Boca Raton, FL: CRC Press, 1998, s. 500 [cit. 2017-10-25]. ISBN 0849385725 9780849385728. Dostupné z: <http://www.ece.mcmaster.ca/faculty/reilly/coe4tl4/adaptive%20filters%20Scot%20Douglas.PDF>
- (9) Tůma, J. *Signal analyser*, uživatelská příručka programu pro výuku při zpracování signálu. Zaří 2008 [online], [cit. 2018-04-24]. Dostupné z: <http://homel.vsb.cz/~tum52/download/SignalAnalyserPopis.pdf>
- (10) Foley, D. *White Noise Definition vs. Pink Noise*. 12. 2. 2014. [online], [cit. 2018-04-24]. Dostupné z: <https://www.acousticfields.com/white-noise-definition-vs-pink-noise/>
- (11) Handley, M. *Multimedia Systems: Audio samples*. 2010. [online], [cit. 2018-04-24]. Dostupné z: <http://www0.cs.ucl.ac.uk/teaching/GZ05/samples/>

(12) KLEGA, J.. *Aktivní potlačování hluku a vibrací* [online]. Ostrava, 2010 [cit. 2018-05-01]. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/10084/81225>. Diplomová práce. Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava.